6Г

УДК 681.586.732

М.А. Габидулин
Московский государственный институт радиотехники, электроники и автоматики (технический университет), г. Москва, Россия
gabidulin_ma@mail.ru

Анализ функциональной сложности блочно-модульных параллельно-последовательных АЦП с синусно-косинусными первичными преобразователями перемещений

В статье обсуждается предельно достижимое быстродействие и функциональная сложность параллельно-последовательных АЦП перемещений на основе растровых синусно-косинусных преобразователей. Предлагаются обобщенные модели АЦ-преобразования пространственной фазы синусно-косинусных сигналов. Приводится методика синтеза блочно-модульных структур АЦП, основанных на последовательном многоступенчатом формировании разрядов группами, начиная с группы старших разрядов, а разрядов в группах – параллельно, которые позволяют эффективно решать задачи синтеза и оптимизации АЦП перемещений, обладающих повышенной разрядностью и быстродействием при минимальной сложности.

Введение

Эффективность систем интеллектуального управления в значительной мере определяется характеристиками мехатронных контрольно-измерительных средств, поставляющих информацию о состоянии динамических объектов, важнейшими из которых являются точность и быстродействие. Наиболее повышенные требования предъявляются к цифровым преобразователям перемещений, которые используются для контроля и измерения перемещений рабочих органов объектов.

В этой связи перспективны фотоэлектрические цифровые преобразователи перемещений (ФЦПП) на основе растровых синусно-косинусных преобразователей (СКП), выгодно отличающиеся благодаря преимуществам физического принципа действия от других типов преобразователей высокой точностью, быстродействием, малыми массогабаритными размерами и технологичностью [1-3].

Высокая точность и быстродействие при небольших массогабаритных размерах и стоимости достигаются в них за счет увеличения коэффициентов электрической редукции и интерполяции, прецизионности технологии растровых СКП, унификации функциональных элементов микроэлектронных узлов и применения конструктивно-технологических, структурных и алгоритмических методов повышения точности [4].

Важнейшим функциональным узлом ФЦПП, во многом определяющим их характеристики, являются растровые интерполяторы, представляющие собой АЦП перемещения (АЦПП), состоящие из последовательно соединенных блоков: СКП и АЦП пространственной фазы их синусно-косинусных сигналов [1-3].

Как показывает анализ, наиболее высоким уровнем унификации элементной базы и поэтому в плане перевода компонентов и функциональных узлов АЦПП на микроэлектронную элементную базу повышенной степени интеграции более технологичными являются параллельные АЦПП, характеризующиеся наивысшим быстродействием. Однако их недостатком является экспоненциально возрастающая функциональная слож-

ность с ростом разрядности, поэтому число двоичных разрядов в них, как правило, не превышает 5…6.

Существенное снижение функциональной сложности АЦПП при повышенной разрядности достигается переходом от параллельных структур к многоступенчатым параллельно-последовательным структурам, состоящим из цепи последовательно соединенных параллельных АЦП, каждый из которых оценивает остаточную разность, не компенсированную в предыдущей ступени преобразования.

Параллельно-последовательные структуры АЦПП по сложности сопоставимы с последовательными структурами, а по быстродействию и технологичности – с параллельными структурами и основаны на последовательном многоступенчатом формировании разрядов группами, начиная с группы старших разрядов, а разрядов в группах – параллельно. Это позволяет, варьируя числом ступеней и разрядов в них, значительно уменьшить функциональную сложность, и тем самым эффективно решать задачи синтеза и оптимизации АЦПП повышенной разрядности и быстродействия.

Анализ показывает, что параллельно-последовательный принцип, лежащий в основе АЦПП, является обобщением принципа построения разомкнутых структур АЦП, называемых конвейерными, методом сравнения и вычитания [5-6], на случай представления цифрового эквивалента в рабочих составных позиционных системах счисления с произвольными основаниями в разрядах и ступенях иерархического представления и двоичным в низшей ступени [7-8].

АЦПП, построенные описанным образом, имеют структуру, в которой все группы разрядов формируются с использованием первичных сигналов, а разбиение на группы осуществляется последовательным делением диапазона на более мелкие части. Это в сочетании с кодированием во вложенных позиционных системах с основаниями, равными целочисленным множителям числа уровней квантования, является одним из основополагающих принципов декомпозиции алгоритмов АЦ-преобразования перемещений и разбиения их на функциональные узлы, модули и блоки.

Как показали исследования [9], АЦ-преобразование всегда сопровождается аналоговым преобразованием, характеризующим функцию не компенсированной остаточной разности, пространственная частота которой повышена в сравнении с частотой входного сигнала, а коэффициент умножения частоты равен числу уровней его квантования.

Применительно к параллельно-последовательным АЦПП сказанное означает последовательное ступенчатое увеличение пространственной частоты сигналов не компенсированной остаточной разности, а значит коэффициента электрической редукции синусно-косинусных сигналов СКП.

Цель данной работы – анализ функциональной сложности блочно-модульных многоступенчатых структур параллельно-последовательных АЦПП, построенных на основе растровых СКП в качестве первичных измерительных преобразователей и адекватно учитывающий их отличительные особенности.

Обобщенная модель аналого-цифрового преобразования пространственной фазы синусно-косинусных сигналов

Принципиальные отличия АЦПП обусловлены характером функциональной зависимости сигналов первичного преобразователя СКП от входного перемещения по законам синуса и косинуса:

$$U_s = U_m \sin\varphi, \tag{1}$$

$$U_c = U_m \cos\varphi, \tag{2}$$

где $\varphi = N_{\text{п}} x$ – пространственная фаза сигналов, являющаяся линейной функцией измеряемого перемещения x; $N_{\text{п}}$ – коэффициент масштабного преобразования x; U_m – амплитуда сигналов, что предопределяет основные структурные и схемотехнические особенности построения и их функциональную сложность.

Из (1) – (2) следует, что сигнал СКП является вектором $\mathbf{U} = \left(U_s, U_{\text{c}}\right)$,линейно зависящим от искомого перемещения x, информативным параметром которого является пространственная фаза φ, т.е. его угловая координата. Поэтому операция сравнения должна производиться сравнением фазы φ с набором ее дискретных квантованных значений $\left\{\psi_j\right\}$ в пределах диапазона изменения $\varphi \in \left[0, 2\pi\right)$, что может быть реализовано в форме скалярных произведений:

$$\Delta U_j = \mathbf{U}\mathbf{U}_j = U_m \sin\left(\varphi - \psi_j\right), \tag{3}$$

где ΔU_j – разностный сигнал, сформированный в результате выполнения j-й операции сравнения; $\mathbf{U}_j = \left(\sin\left(\psi_j + 0.5\pi\right), \cos\left(\psi_j + 0.5\pi\right)\right)$ – j-й сигнал дискретной развертки ψ; $\left\{\psi_j = q\,j;\ j = \overline{0{,}2^{n-1}\text{-}1}\right\}$ – набор фаз ψ; q – шаг квантования; n – число двоичных разрядов.

Для формирования первичного кода разностные сигналы (3) поступают на компараторы, где производится их сравнение с нулевым уровнем:

$$k_j = \begin{cases} 0, \text{если } \varphi > \psi_j; \\ 1, \text{если } \varphi \le \psi_j, \end{cases} \tag{4}$$

чьи сигналы логически сворачиваются для устранения избыточности в n-разрядный позиционный двоичный код:

$$\mathbf{a} = \left(a_1, ..., a_i, ..., a_n\right). \tag{5}$$

Таким образом, в АЦПП аналого-цифровому преобразованию подвергаются не непосредственно синусно-косинусные сигналы СКП, а их пространственная фаза φ, линейно зависящая от искомого перемещения x, вследствие этого реализующий данное преобразование в АЦПП блок назван АЦП пространственной фазы или сокращенно АЦПФ [3].

Из приведенного общего описания процесса параллельного аналого-цифрового преобразования перемещений следует, что параллельный АЦПП должен состоять из двух модулей (рис. 1): растрового СКП и параллельного АЦПФ, представляющего собой структуру из трех последовательно соединенных функциональных узлов: фазорасщепителя (ФР), блока компараторов (БКп) и преобразователя кодов (ПрК), в которой блок ФР формирует из сигналов СКП многофазную систему сигналов вида (3), равномерно смещенных по фазе в пределах половины диапазона $\varphi \in \left[0, \pi\right)$, так как одним j-м сигналом (3) производится сравнение пространственной фазы φ сразу с двумя значениями ψ_j и $\psi_j + \pi$, и характеризующих отклонения измеряемой фазы φ от соответствующих квантованных значений ψ_j. Поэтому число компараторов блока БКп в два раза меньше, чем у аналогичных структур АЦП напряжения [3].

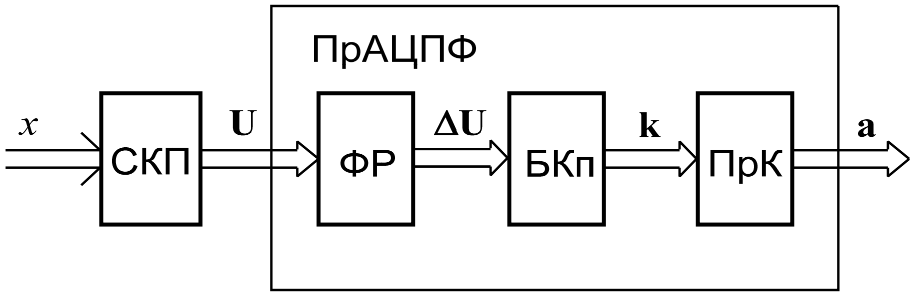


Рисунок 1 – Обобщенная блочно-модульная структура параллельного АЦПП:

$\mathbf{U}, \Delta\mathbf{U}$ – векторы сигналов СКП и ФР; $\mathbf{k}, \mathbf{a}$ – векторы кодов БКп и ПрК

Как показывает сопоставление параллельных структур АЦП и ПрАЦПФ, основное различие между ними заключается в реализации операции сравнения.

В АЦП она является скалярной величиной, поэтому формирование разностных сигналов производится вычитанием из измеряемого напряжения его квантованных значений, сформированных делителем опорного напряжения с отводами.

В ПрАЦПФ – векторной величиной, вследствие чего формирование разностных сигналов осуществляется с помощью фазорасщепителей, реализующих операцию вычисления скалярных произведений (3).

Функциональная сложность ПрАЦПФ, оцениваемая количеством операций, производимых в процессе аналого-цифрового преобразования, на бит кода линейно зависит от числа фаз ФР, что вдвое меньше числа уровней квантования:

$$Q = \frac{2^{n-1}}{n} \sum_{i=1}^{i=3} \nu_i \, , \qquad (6)$$

где n – число двоичных разрядов ПрАЦПФ; ν_i – относительное число операций i-го блока, учитывающее сложность их аппаратурной реализации; $i = \overline{1,3}$ – порядковые номера блоков ФР, БКп, ПрК.

Так значения ν_i ; $i = \overline{1,3}$ при прочих равных условиях одинаковы для АЦП и АЦПП, разрядность последних при той же сложности в два раза выше.

Однако с ростом числа разрядов сложность, как следует из (6), также растет экспоненциально, как показано на рис. 2, где обозначено $\nu = \sum_{i=1}^{i=3} \nu_i$.

Как следует из графиков, в интервале значений $n = \overline{5,10}$, представляющих наибольший практический интерес для АЦПП, сложность параллельных структур возрастает в десятки раз.

В отличие от параллельных структур АЦПП в параллельно-последовательных структурах в каждой ступени преобразования используются ПрАЦПФ, разрядность которых, как правило, не превышает $n \le 3$ [10-12], функциональная сложность которых незначительна.

При этом сложность параллельно-последовательных АЦПП будет выражаться линейной функцией сложности ступени и их числа:

$$Q = \frac{1}{n} \sum_{l=1}^{l=p} n_l Q_l \, , \qquad (7)$$

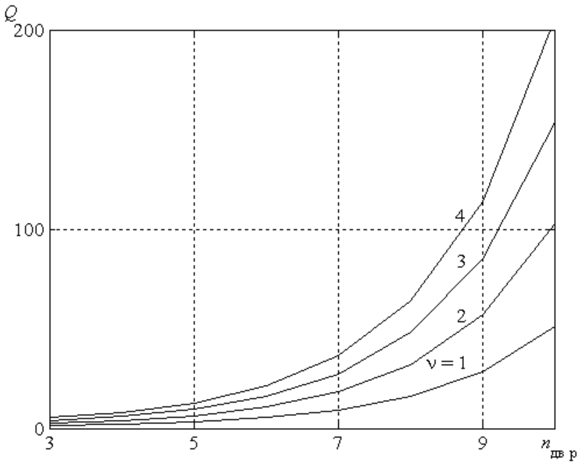


Рисунок 2 – Зависимость сложности параллельного АЦПП от *n* и ν

где Q_l – сложность *l*-ступени; $n = \sum_{l=1}^{l=p} n_l$ – число разрядов АЦПП; *p* – число ступеней.

Произведем оценку сложности ступеней параллельно-последовательных АЦПП с учетом уменьшения их диапазона преобразования и необходимости модификации параллельных структур для формирования сигналов остаточных разностей.

Анализ ступеней параллельно-последовательных АЦПП и сложности их блочно-модульной реализации

Обобщенную структуру параллельно-последовательного АЦПП представим в виде цепи последовательно соединенных ступеней преобразования – модулей, как показано на рис. 3, каждый из которых в свою очередь представляет собой структуру параллельного аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразований.

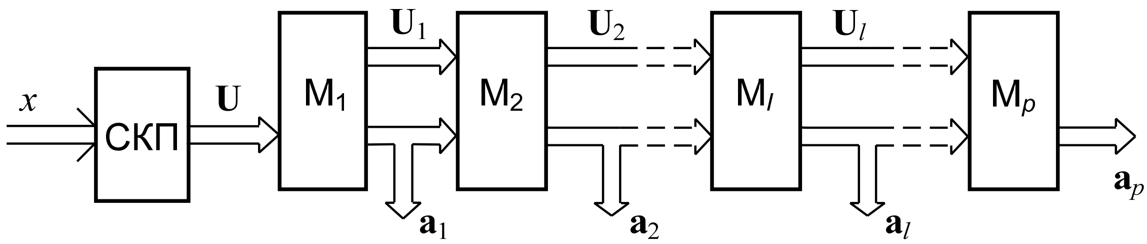


Рисунок 3 – Обобщенная структура параллельно-последовательного АЦПП:

$\mathbf{U}, \mathbf{U}_l$ – векторы сигналов СКП, M_l; M_l, $\mathbf{a}_l$ – модуль и вектор кода *l*-й ступени; $l = \overline{1, p}$

Отсюда следует, что в параллельно-последовательных АЦПП на каждой *l*-й ступени преобразования, кроме последней, должен быть сформирован сигнал вида $\mathbf{U}_l = (P_l, Q_l)$, характеризующий не компенсированную разность $\Delta\varphi_l \in [0, q_l)$:

$$\Delta\varphi_l = \Delta\varphi_{l-1} - j_l\, q_l\,, \tag{8}$$

где $\Delta\varphi_{l\text{-}1} \in [0, q_{l\text{-}1})$ – разность, оцениваемая АЦП l-й ступени; $q_{l\text{-}1}$ – диапазон l-й ступени, равный шагу квантования предыдущей ступени; j_l, q_l – оценка остаточной разности и шаг квантования в l-й ступени; $l=\overline{1, p}$, p – число ступеней.

Сигнал вида $\mathbf{U}_l = (P_l, Q_l)$, как показывают исследования, наиболее просто может быть получен из сигналов блока ФР l-й ступени соответствующей их коммутацией в функции j_l, так как для формирования многофазных систем из двухфазных в качестве базиса может быть выбрана любая пара линейных комбинаций синусного и косинусного сигналов за исключением пар, составленных из взаимно инверсных комбинаций. При этом в сравнении с аналогичными структурами АЦП достигается значительное упрощение, так как отпадает необходимость в применении достаточно сложных функциональных ЦАП.

Структура ступени $l = 1$ в отличие от структуры параллельных АЦПП должна быть дополнена блоком сдвоенных коммутаторов (БКм), обеспечивающим формирование и передачу сигнала $\mathbf{U}_1 = (P_1, Q_1)$ на следующую ступень, а блок ФР – обеспечивать развертку ψ во всем диапазоне $\varphi \in [0, 2\pi)$. Поэтому число его фаз для формирования сигнала $\mathbf{U}_1 = (P_1, Q_1)$ должно быть удвоено и равно $N_1 = 2^{n_1}$.

Структуры ступеней $l \geq 2$ по составу аналогичны первой ступени. Блок ФР должен обеспечивать развертку $\left\{\psi_{j_l} = q_l j_l;\ j_l = \overline{0, 2^{n_l}\text{-}1}\right\}$, формирование и передачу в БКм $2^{n_l} + 1$ сигналов, где n_l – число разрядов l-й ступени, а его синтез сводится к синтезу скалярных произведений вида:

$$\Delta U_{lj} = \mathbf{U}_l \mathbf{U}_{lj} = U_m \sin\left(\varphi - \psi_{lj}\right), \tag{9}$$

где $\{\psi_{lj}\}$ – набор дискретных значений ψ в пределах диапазона ступени $\varphi \in [0, q_{l-1})$; $\mathbf{U}_{lj}$ – j-й сигнал развертки ψ; $j=\overline{0, N_l\text{-}1}$, $N_l = 2^{n_l}$ – число фаз ФР l-й ступени.

Представив векторы $\mathbf{U}_l$ и $\mathbf{U}_{lj}$ в виде $\mathbf{U}_l = \left(\sin\varphi, \sin\left(\varphi - \varepsilon_l\right)\right)$ и $\mathbf{U}_{lj} = \left(k_{1lj}, k_{2lj}\right)$ и опуская индексы, перепишем (9) без ущерба общности следующим образом:

$$\Delta U = k_1 \sin\varphi + k_2 \sin\left(\varphi - \varepsilon\right) = \sin\left(\varphi - \psi\right), \tag{10}$$

где ε_l – фазовый сдвиг между входными сигналами фазовращателя Q_l и P_l; $P_l = \sin\varphi$, $Q_l = \sin\left(\varphi - \varepsilon_l\right)$. Отсюда находим, что скалярные коэффициенты k_1 и k_2 должны удовлетворять уравнениям:

$$k_1^2 + 2k_1 k_2 \cos\varepsilon + k_2^2 = 1,$$

$$\mathrm{tg}\psi = \frac{k_2 \sin\varepsilon}{k_1 + k_2 \cos\varepsilon}.$$

Выбор сдвига фаз ε между входными сигналами фазовращателя определяется диапазоном преобразования ступени и допустимым диапазоном изменения k_1, k_2, обуславливающих функциональную сложность и точность его реализации. Поэтому наиболее предпочтительным является выбор [10-12] $\varepsilon_1 = \frac{\pi}{2}$ для фазовращателя

1-й ступени и $\varepsilon_l = \xi q_{l-1}$ – других ступеней, удовлетворяющий условиям $\left|k_{1,2}\right| \in [0,1)$, $\xi \in \{1,2\}$.

Изложенный метод синтеза обеспечивает инвариантность амплитуд сигналов ФР относительно ψ и l. Однако его недостатком является сложность реализации скалярных произведений (9) в ступени весовым суммированием (10) входных сигналов. Поэтому он может быть использован при повышенных требованиях к точности старших ступеней преобразования.

Значительное упрощение фазовращателей обеспечивает метод, заключающийся в выборе в (10) линейно зависимых коэффициентов k_1, k_2:

$$k_1 = 1 - k_2, \tag{11}$$

что позволяет осуществить их реализацию в виде пассивной электрической цепи, состоящей из последовательно соединенных резисторов с отводами [1-3].

С учетом (11) уравнение фазорасщепителя (10) примет вид:

$$\Delta U = (1-k)\sin\varphi + k\sin(\varphi - \varepsilon) = \overline{U}_m \sin(\varphi - \psi),$$

где k_2 переобозначено через k; $\overline{U}_m$ – нормированная амплитуда. Отсюда находим, что

$$\overline{U}_m^{\,2} = 1 - 2k(1-k)(1-\cos\varepsilon),$$

$$\mathrm{tg}\psi = \frac{k\sin\varepsilon}{1 - k(1-\cos\varepsilon)}.$$

Разрешая уравнения относительно $\overline{U}_m$ и k, будем иметь:

$$\overline{U}_m = \frac{\cos 0.5\varepsilon}{\cos(\psi - 0.5\varepsilon)}, \tag{12}$$

$$k = \frac{\sin\psi}{2\cos(\psi - 0.5\varepsilon)\sin 0.5\varepsilon}.$$

Из выражения (12) следует, что в диапазоне дискретной развертки $\psi \in [0,\varepsilon)$ амплитуда сигнала ФР варьируется в диапазоне $\overline{U}_m \in [\cos 0.5\varepsilon, 1]$, достигая в крайних точках диапазона максимального значения, а в средней точке – минимального:

$$\min \overline{U}_m = \cos 0.5\varepsilon,$$

который имеет второй порядок малости в сравнении со значением $\varepsilon < 1$. Таким образом, упрощение фазорасщепителя в методе достигается ценой неравенства амплитуд его выходных сигналов, что вызывает дополнительные погрешности АЦ-преобразования. Однако они имеют второй порядок малости в сравнении с погрешностями компараторов и значимы в старших ступенях, выходные сигналы фазорасщепителей которых используются в качестве входных в последующих ступенях преобразования.

Обобщенная структура модуля l-й ступени параллельно-последовательного АЦПП показана на рис. 4.

В первой ступени на входы модуля поступают сигналы непосредственно от блока СКП $\mathbf{U}_{l\text{-}1}\big|_{l=1} = (U_s, U_c)$, однозначно определяющие значение пространственной фазы φ в диапазоне ступени $\varphi \in [0, 2\pi)$. Поэтому для общности в (8) полагается, что

остаточная разность, оцениваемая АЦП ступени, равна $\Delta\varphi_{l\text{-}1}\big|_{l=1}=\varphi$, а диапазон – $q_{l-1}\big|_{l=1}=2\pi$.

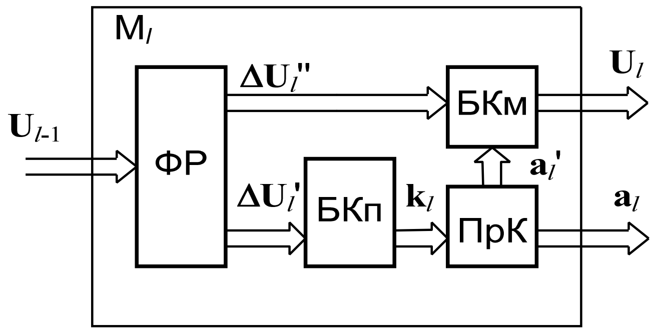


Рисунок 4 – Обобщенная структура модуля l-й ступени АЦПП:

$\Delta\mathbf{U}'_l, \Delta\mathbf{U}''_l$ – сигналы ФР, формирующие $\mathbf{k}_l$ и $\mathbf{U}_l$; $\mathbf{a}'_l$ – код управления блоком БКм

С выходов фазорасщепителя ФР на входы блока компараторов БКп поступают сигналы $\Delta\mathbf{U}'_1 \in \left\{\Delta\mathrm{U}_{1j};\, j=\overline{0,2^{n_1-1}\text{-}1}\right\}$, формирующие вектор сигналов компараторов $\mathbf{k}_1$ размерности 2^{n_1}, где n_1 – число двоичных разрядов ступени, а блока БКм – сигналы $\Delta\mathbf{U}''_1 \in \left\{\Delta\mathrm{U}_{1j};\, j=\overline{0,2^{n_1}\text{-}1}\right\}$, формирующие вектор $\mathbf{U}_1=\left(P_1,Q_1\right)$, определяющий значение разности $\Delta\varphi_1 \in \left[0,q_1\right)$ в диапазоне 2-й ступени, равном кванту 1-й ступени АЦПП.

Выбор P_1 и Q_1 из сигналов блока ФР в зависимости от номера кванта j_1, включающего в себя $\Delta\varphi_1 \in \left[0,q_1\right)$ и удовлетворяющего условию:

$$j_1 q_1 \le \varphi \le \left(j_1+1\right)q_1,$$

может быть осуществлен различным образом.

Однако предпочтительным является выбор: $P_1=\Delta U_{j_1}$ и $Q_1=\Delta U_{j_1+\xi}$, где $\xi\in\left\{1,2\right\}$.

Диаграмма сигналов $\Delta\mathbf{U}_1$ и $\mathbf{U}_1$ модуля 1-й ступени для случая $n_1=3$ и $\xi=1,2$ представлена на рис. 5. Из графиков видно, что функциональные зависимости сигналов P_1 и Q_1 в диапазоне ступени $\varphi\in\left[0,2\pi\right)$ имеют периодический характер с периодом, равным ξq_1, где q_1 – шаг квантования 1-й ступени преобразования.

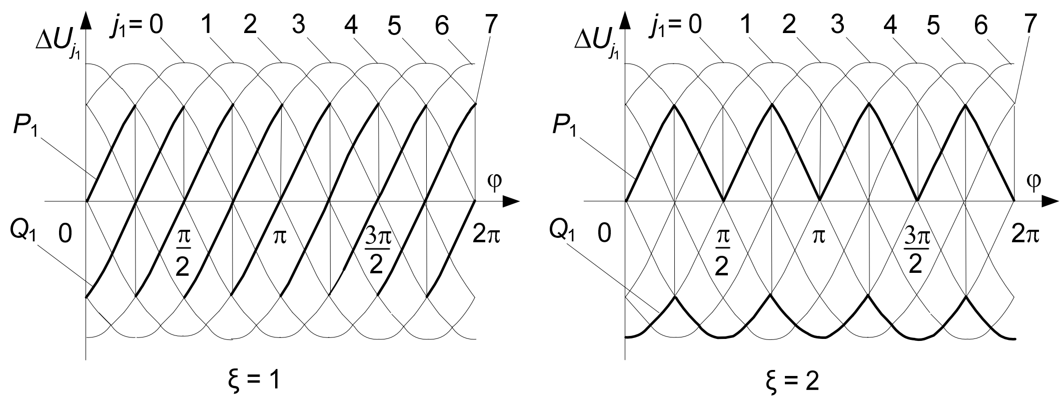


Рисунок 5 – Диаграмма сигналов $\Delta\mathbf{U}_1$ и $\mathbf{U}_1$ модуля 1-й ступени

Выбор $\xi = 1, 2$ соответствует первичному кодированию в прямой и отраженной составной позиционной системе счисления с основанием, равным числу уровней квантования ступени. Кодирование в отраженной системе позволяет упростить блок ФР, так как число его фаз, необходимое для формирования сигналов P_1 и Q_1, вдвое меньше, чем в случае прямой системы. Кроме того, на границах кодовых участков не нарушается однопеременный код следующей ступени, что уменьшает длительность переходных процессов, возникающих при коммутации входных сигналов ступени.

При кодировании в отраженной системе функциональная сложность ступени будет выражаться соотношением:

$$Q_1 = \frac{2^{n_1 - 1}}{n_1} \nu , \tag{13}$$

где $\nu = \sum_{i=1}^{i=4} \nu_i$; n_1 – число разрядов 1-й ступени; $i=\overline{1,4}$ – порядковые номера блоков ФР, БКп, ПрК и БКм.

Так как диапазон в ступенях $l \geq 2$ не превышает шага квантования 1-й ступени, необходимое для формирования уровней квантования число фаз фазорасщепителя, а значит и компараторов при одинаковой разрядности в них вдвое выше.

Поэтому их разрядность на практике не превышает $n_l \leq 3$. Диаграмма сигналов $\Delta\mathbf{U}_l$ и $\mathbf{U}_l$ l-й ступени для случая выбора $n_l = 2$ и $\xi = 1, 2$ приведена на рис. 6.

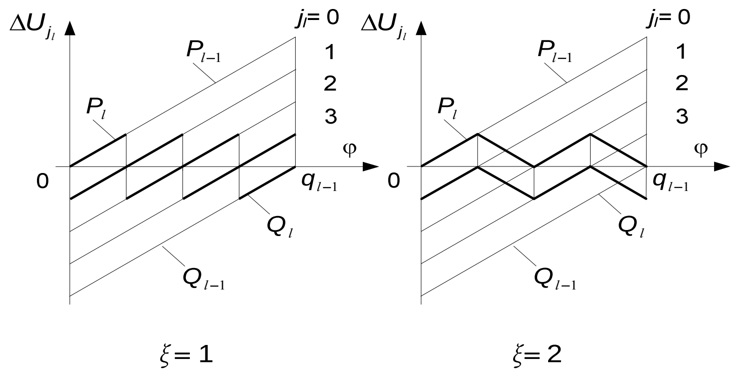


Рисунок 6 – Диаграмма сигналов $\Delta\mathbf{U}_l$ и $\mathbf{U}_l$ модуля l-й ступени

На диаграмме показаны также входные сигналы $\mathbf{U}_{l\text{-}1} = \left(P_{l\text{-}1}, Q_{l\text{-}1}\right)$, поступающие из предыдущей (l-1)-й ступени. Принимая во внимание, что сложность коммутаторов не превышает сложности остальных блоков l-й ступени, находим согласно (7), что суммарная сложность всех ступеней АЦПП будет определяться соотношением:

$$Q = \frac{2^{n_1 - 1} + \sum_{l=2}^{l=p} \left(2^{n_l} - 1\right)}{n} \nu , \tag{14}$$

где $n = \sum_{l=1}^{l=p} n_l$ – число двоичных разрядов всех ступеней АЦПП.

Выражение (14) позволяет произвести оценку функциональной сложности параллельно-последовательных структур АЦПП при различных соотношениях между варьируемыми параметрами: n_l, p и ν.

Анализ показывает, что наименьшая сложность достигается при $p = n$, т.е. при наибольшем числе ступеней и, следовательно, наименьшем быстродействии.

Как следует из графиков, построенных для различных сочетаний $n_l \le 4$ и $p \le 3$, сложность параллельно-последовательных структур (рис. 7) на порядок меньше, чем параллельных структур АЦПП (рис. 2).

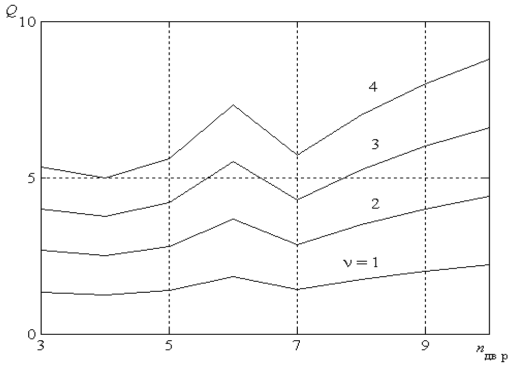


Рисунок 7 – Зависимость сложности параллельно-последовательной структуры АЦПП от *n* и ν

Наличие параметров n_l, p и ν, характеризующих разрядность, число ступеней и их сложность, которая определяется схемотехническими решениями и требуемыми характеристиками, позволяет при заданной разрядности оптимизировать структуру АЦПП, наилучшим образом отвечающую требованиям заданной аппаратурной сложности и быстродействия.

Быстродействие многоступенчатых АЦПП определяется величиной задержки τ, вносимой ступенью, и числом ступеней: $T_{\text{пр}} = p\tau$, где $T_{\text{пр}}$ – время преобразования; τ – задержка, зависящая от временных параметров используемой элементной базы.

Учитывая, что микросхемы быстродействующих компараторов, коммутаторов аналоговых сигналов и логических схем преобразователей кодов характеризуются задержками распространения сигналов $\tau \approx 5...10$ нс время преобразования параллельно-последовательных АЦПП может составлять $T_{\text{пр}} \approx 0.1...0.5$ мкс, что соизмеримо с быстродействием параллельных АЦП [13-14].

Выводы

Разработана модель АЦ-преобразования пространственной фазы сигналов СКП, синтезированы и проанализированы обобщенные структуры параллельно-последовательных АЦПП по сложности, сопоставимые с последовательными, а по быстродействию и технологичности – с параллельными структурами, основанные на последовательном многоступенчатом формировании разрядов группами, начиная с группы старших разрядов, а разрядов в группах – параллельно.

Предложенные структуры позволяют эффективно решать задачи синтеза и оптимизации АЦПП повышенной разрядности и быстродействия и минимальной функциональной сложности.

Литература

1. Фотоэлектрические преобразователи информации / Л.Н. Преснухин, В.Ф. Шаньгин, С.А. Майоров, И.В. Меськин ; под ред. Л.Н. Преснухина. – М. : Машиностроение, 1974.
2. Домрачеев В.Г. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений : справоч. пособ. / Домрачев В.Г., Матвеевский В.Р., Смирнов Ю.С. – М. : Энергоатомиздат, 1987.
3. Высокоточные преобразователи угловых перемещений / Э.Н. Асиновский, А.А. Ахметжанов, М.А. Габидулин и др. ; под общ. ред. А.А. Ахметжанова. – М. : Энергоатомиздат, 1986.
4. Габидулин М.А. Потенциальная точность фотоэлектрических цифровых преобразователей перемещений на основе растровых синусно-косинусных интерполяторов с учетом технологических ограничений // Искусственный интеллект. – 2010. – № 3. – С. 570-582.

5. Балаклай В.Г. Интегральные схемы аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей / Балаклай В.Г., Крюк И.П., Лукьянов Л.М. ; под ред. Л.М. Лукьянова. – М. : Энергия, 1978.
6. Цифровое кодирование телевизионных изображений / И.И. Цуккерман, Б.М. Кац, Д.С. Лебедев и др. ; под ред. И.И. Цуккермана. – М. : Радио и связь, 1981.
7. Микроэлектронные цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи информации / В.Б. Смолов, Е.П. Угрюмов, В.К. Шмидт и др. ; под ред. В.Б. Смолова. – Л. : Энергия, 1976.
8. Гитис Э.И. Аналого-цифровые преобразователи : учеб. пособ. для вузов / Э.И. Гиттис, Е.А. Пискулов. – М. : Энергоатомиздат, 1981.
9. Габидулин М.А. Формализованный синтез обобщенных структур блочно-модульных абсолютных фотоэлектрических цифровых преобразователей перемещений / М.А. Габидулин // Сб. трудов 55 НТК. – М. : МИРЭА, 2006. – Ч. 2 : Физико-математические науки. – С. 59-64.
10. А.С. 1193811 (СССР). Преобразователь угол-код / М.А. Габидулин, А.В. Киселев, И.Д. Лейбович // БИ. – 1985. – № 43.
11. А.С. 1269264 (СССР). Преобразователь перемещения в код / М.А. Габидулин, И.Д. Лейбович // БИ. – 1986. – № 41.
12. А.С. 1374428 (СССР). Преобразователь перемещения в код / М.А. Габидулин, И.Д. Лейбович // БИ. – 1988. – № 6.
13. Федорков Б.Г. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение / Федорков Б.Г. – М. : Энергоатомиздат, 1990.
14. Коломбет Е.А. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов / Коломбет Е.А. – М. : Радио и связь, 1991.

Literatura

1. L.N. Presnuhin L.N.Fotojelektricheskie preobrazovateli informacii. M.: Mashinostroenie. 1974
2. Domrachev V.G. Shemotehnika cifrovyh preobrazovatelej peremeshhenij. M.: Jenergoatomizdat. 1987
3. AsinovskijJe.N. Vysokotochnye preobrazovateli uglovyh peremeshhenij. M.: Jenergoatomizdat. 1986.
4. Gabidulin M.A. Iskusstvennyj intellekt. № 3. 2010. S 570-582
5. Balaklaj V.G. Integral'nye shemy analogo-cifrovyh i cifro-analogovyh preobrazovatelej. M.: Jenergija. 1978
6. Cukkerman I.I.Cifrovoe kodirovanie televizionnyh izobrazhenij. M.: Radio isvjaz'. 1981
7. SmolovV.B. Mikrojelektronnye cifro-analogovye i analogo-cifrovye preobrazovateli informacii. L.: Jenergija. 1976
8. GitisJe.I. Analogo-cifrovye preobrazovateli: Ucheb. posob. dljavuzov. M.: Jenergoatomizdat.1981.
9. Gabidulin M.A. Sb. trudov 55 NTK. M.: MIRJeA.Ch.2. Fiziko-matematicheskie nauki.2006. S 59-64
10. Gabidulin M.A. A.S. 1193811 (SSSR). Preobrazovatel' ugol-kod. BI. № 43. 1985
11. Gabidulin M.A. A.S. 1269264 (SSSR). Preobrazovatel' peremeshhenija v kod. BI. № 41. 1986
12. Gabidulin M.A. A.S. 1374428 (SSSR). Preobrazovatel' peremeshhenija v kod.BI, №6. 1988
13. Fedorkov B.G. Mikroshemy CAP i ACP: funkcionirovanie, parametry, primenenie. M.: Jenergoatomizdat. 1990
14. Kolombet E.A. Mikrojelektronnye sredstva obrabotki analogovyh signalov. M.: Radio isvjaz'. 1991

М.А. Габідулін

Аналіз функціональної складності блоково-модульних паралельно-послідовних АПЦ із синусно-косинусними перетворювачами переміщень

У статті розглядається гранично досяжна швидкодія та функціональна складність паралельно-послідовних АЦП переміщень на основі растрових синусно-косинусних перетворювачів. Пропонуються узагальнені моделі АЦ-перетворень просторової фази синусно-косинусних сигналів. Наводиться методика синтезу блоково-модульних структур АЦП, заснованих на послідовному багатоступінчатому формуванні розрядів групами, починаючи з групи старших розрядів, а розрядів у групах – паралельно, які дозволяють ефективно розв'язувати задачі синтезу й оптимізації АЦП переміщень, що мають підвищену розрядність і швидкодію за мінімальної складності.

M.A. Gabidulin

The Analysis of Functional Complexity of Block-Modular Parallel-Serial Analog-to-Digital Converters on the Basis of Sine-Cosine of Primary Transducers of Movings

In article extremely achievable speed and achievable functional complexity of parallel-serial analog-to-digital converters of movings on the basis of sine-cosine of raster transducers is discussed. The generalized models of analog-to-digital conversion of spatial phase of signals of sine-cosine are offered. The technique of synthesis of block-modular structures of analog-to-digital converters, based on consecutive multistage formation of digits by groups, since group of the senior digits, and digits in groups are in parallel, are offered. This allowsto solve effectively the problems of synthesis and optimization of analog-to-digital converters of moving possessing higher code word length and speed, and also the minimum complexity.

Статья поступила в редакцию 26.08.2011.